

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of :
Hideo MATSUSHIRO et al. :
Serial No. NEW : **Attn: APPLICATION BRANCH**
Filed March 24, 2004 : **Attorney Docket No. 2004_0456A**
INVERTER CONTROLLER FOR DRIVING :
MOTOR, AND AIR CONDITIONER

CLAIM OF PRIORITY UNDER 35 USC 119

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

THE COMMISSIONER IS AUTHORIZED
TO CHARGE ANY DEFICIENCY IN THE
FEES FOR THIS PAPER TO DEPOSIT
ACCOUNT NO. 23-0975

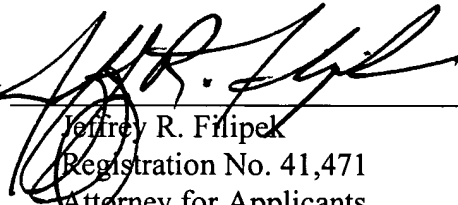
Sir:

Applicants in the above-entitled application hereby claim the date of priority under the International Convention of Japanese Patent Application No. 2003_082415, filed March 25, 2003, as acknowledged in the Declaration of this application.

A certified copy of said Japanese Patent Application is submitted herewith.

Respectfully submitted,

Hideo MATSUSHIRO et al.

By 
Jeffrey R. Filipek
Registration No. 41,471
Attorney for Applicants

JRF/fs
Washington, D.C. 20006-1021
Telephone (202) 721-8200
Facsimile (202) 721-8250
March 24, 2004

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日 2003年 3月25日
Date of Application:

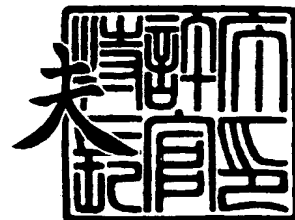
出願番号 特願2003-082415
Application Number:
[ST. 10/C]: [JP 2003-082415]

出願人 松下電器産業株式会社
Applicant(s):

2004年 2月20日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井 康夫



出証番号 出証特2004-3011899

【書類名】 特許願

【整理番号】 2583040232

【提出日】 平成15年 3月25日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H02M 7/48
H02M 7/523
H02P 7/00
H02P 7/622

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 松城 英夫

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 杉本 智弘

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 河地 光夫

【特許出願人】

【識別番号】 000005821

【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100097445

【弁理士】

【氏名又は名称】 岩橋 文雄

【選任した代理人】

【識別番号】 100103355

【弁理士】

【氏名又は名称】 坂口 智康

【選任した代理人】

【識別番号】 100109667

【弁理士】

【氏名又は名称】 内藤 浩樹

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 011305

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9809938

【書類名】 明細書

【発明の名称】 モータ駆動用インバータ制御装置および空気調和機

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとモータとを含み、前記整流回路はダイオードブリッジと前記ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタで構成され、前記インバータの直流母線間には、前記モータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサと、前記コンデンサに並列に過電圧保護手段を設け、外部から与えられるモータの速度指令値に基づき、前記モータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、前記インバータの直流電圧値を検出する P N 電圧検出手段と、予め設定された前記インバータの直流電圧基準値と前記 P N 電圧検出手段から得られる前記インバータの直流電圧検出値との比較から P N 電圧補正係数を導出する P N 電圧補正手段と、前記モータ電圧指令作成手段から得られる各相電圧指令値と前記 P N 電圧補正手段の出力値である P N 電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行なうモータ電圧指令補正手段と、前記インバータを P W M 制御する際の変調方式について 2 相変調か 3 相変調のどちらかを選択する変調方式選択手段と、前記インバータを P W M 制御する際のキャリア周波数を決定するキャリア周波数演算手段で構成され、前記モータに印可する電圧が前記モータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値となるように前記変調方式選択手段で選択された変調方式、ならびに前記キャリア周波数演算手段で決定されたキャリア周波数にて P W M 制御を行う P W M 制御手段とを備えたモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 2】 外部から与えられるモータの速度指令値に応じて、変調方式選択手段が 2 相変調と 3 相変調の切り替えを行う動作と、キャリア周波数演算手段で導出されるキャリア周波数を変更する動作の少なくともどちらか一方の動作を行うことを特徴とする、請求項 1 に記載のモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 3】 P N 電圧検出手段で得られるインバータの直流電圧値に応じて、変調方式選択手段が 2 相変調と 3 相変調の切り替えを行う動作と、キャリア周波数演算手段で導出されるキャリア周波数を変更する動作の少なくともどちらか

一方の動作を行うことを特徴とする、請求項 1 に記載のモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 4】 インバータ運転周波数が交流電源周波数の偶数倍となる共振周波数と、共振周波数を中心としてその前後に予め設定された周波数幅を持たせた周波数範囲内で前記インバータ運転周波数が定常的に固定されるのを回避することを特徴とする、請求項 1～3 のいずれかに記載のモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 5】 小容量リアクタと小容量コンデンサとの共振周波数を交流電源周波数の 40 倍よりも大きくなるように前記小容量リアクタおよび前記小容量コンデンサの組み合わせを決定することを特徴とする、請求項 1～4 のいずれかに記載のモータ駆動用インバータ制御装置。

【請求項 6】 インバータ制御装置として請求項 1～5 のいずれかに記載のモータ駆動用インバータ制御装置を用いることを特徴とする空気調和機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、小容量リアクタおよび小容量コンデンサを用いたモータ駆動用インバータ制御装置および空気調和機に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

汎用インバータなどで用いられている一般的なモータ駆動用インバータ制御装置として、図 15 に示すようなモータ駆動用インバータ制御装置がよく知られている。

【0003】

図 15 において、主回路は直流電源装置 113 と、インバータ 3 とモータ 4 とから構成されており、直流電源装置 113 については、交流電源 1 と、整流回路 2 と、インバータ 3 の直流電圧源のために電気エネルギーを蓄積する平滑コンデンサ 112 と、交流電源 1 の力率改善用リアクタ 111 から構成されている。

【0004】

一方、制御回路では、外部から与えられたモータ 4 の速度指令 W^* に基づいてモータ 4 の各相電圧指令値を作成するモータ電圧作成手段 14 と、モータ電圧作成手段 14 から作成された各相電圧指令値に基づいてインバータ 3 の PWM 信号を生成する PWM 制御手段 18 から構成されている。

【0005】

ここで、交流電源 1 が 220 V（交流電源周波数 50 Hz）、インバータ 3 の入力が 1.5 kW、平滑コンデンサ 112 が $1500 \mu\text{F}$ のとき、力率改善用リアクタ 111 が 5 mH および 20 mH の場合における交流電源電流の高調波成分と交流電源周波数に対する次数との関係を図 16 に示す。図 16 は IEC（国際電気標準会議）規格と併せて示したもので、力率改善用リアクタ 111 が 5 mH の場合には特に第 3 高調波成分が IEC 規格のそれを大きく上回っているが、20 mH の場合には 40 次までの高調波成分において IEC 規格をクリアしていることがわかる。

【0006】

そのため特に高負荷時においても IEC 規格をクリアするためには力率改善用リアクタ 111 のインダクタンス値をさらに大きくするなどの対策を取る必要があり、インバータ装置の大型化や重量増加、さらにはコスト UP を招くという不都合があった。

【0007】

そこで、力率改善用リアクタ 111 のインダクタンス値の増加を抑え、電源高調波成分の低減と高力率化を達成する直流電源装置として、例えば図 17 に示すような直流電源装置が提案されている（例えば、特許文献 1 参照）。

【0008】

図 17 において、交流電源 1 の交流電源電圧を、ダイオード D1～D4 をブリッジ接続してなる全波整流回路の交流入力端子に印加し、その出力をリアクトル L_{in} を介して中間コンデンサ C に充電し、この中間コンデンサ C の電荷を平滑コンデンサ CD に放電して、負荷抵抗 R_L に直流電圧を供給する。この場合、リアクトル L_{in} の負荷側と中間コンデンサ C を接続する正負の直流電流経路にトランジスタ Q1 を接続し、このトランジスタ Q1 をベース駆動回路 G1 で駆動す

る構成となっている。

【0009】

また、ベース駆動回路G1にパルス電圧を印加するパルス発生回路I1、I2と、ダミー抵抗R_{dm}とをさらに備えており、パルス発生回路I1、I2は、それぞれ交流電源電圧のゼロクロス点を検出する回路と、ゼロクロス点の検出から交流電源電圧の瞬時値が中間コンデンサCの両端電圧と等しくなるまでダミー抵抗R_{dm}にパルス電流を流すパルス電流回路とで構成されている。

【0010】

ここで、パルス発生回路I1は交流電源電圧の半サイクルの前半にてパルス電圧を発生させ、パルス発生I2は交流電源電圧の半サイクルの後半にてパルス電圧を発生させるようになっている。

【0011】

なお、トランジスタQ1をオン状態にしてリアクトルL_{in}に強制的に電流を流す場合、中間コンデンサCの電荷がトランジスタQ1を通して放電することのないように逆流防止用ダイオードD5が接続され、さらに、中間コンデンサCの電荷を平滑コンデンサCDに放電する経路に、逆流防止用ダイオードD6と、平滑効果を高めるリアクトルL_{dc}が直列に接続されている。

【0012】

上記の構成によって、交流電源電圧の瞬時値が中間コンデンサCの両端電圧を超えない位相区間の一部または全部においてトランジスタQ1をオン状態にすることによって、装置の大型化を抑えたままで、高調波成分の低減と高力率化を達成することができる。

【0013】

【特許文献1】

特開平9-266674号公報

【0014】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記従来の構成では、容量の大きな平滑用コンデンサCDとリアクトルL_{in}（従来技術では1500 μ F、6.2mH時のシミュレーション

結果について記載されている)とを依然として有したままであり、さらに中間コンデンサCとトランジスタQ1とベース駆動回路G1とパルス発生回路I1、I2とダミー抵抗R_{dm}と逆流防止用ダイオードD5、D6と平滑効果を高めるリアクトルL_{dc}とを具備することで、装置の大型化や部品点数の増加に伴うコストUPを招くという課題を有していた。

【0015】

本発明はこのような従来の課題を解決するものであり、小型・軽量・低コストなモータ駆動用インバータ制御装置を提供することを目的とする。

【0016】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するために本発明は、交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとモータとを含み、前記整流回路はダイオードブリッジと、前記ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される所定の小容量のリアクタで構成され、前記インバータの直流母線間には、前記モータの回生エネルギーを吸収するための所定の小容量のコンデンサと前記コンデンサに並列に過電圧保護手段を設け、外部から与えられるモータの速度指令値に基づき、前記モータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、前記インバータの直流電圧値を検出するPN電圧検出手段と、予め設定された前記インバータの直流電圧基準値と前記PN電圧検出手段から得られる前記インバータの直流電圧検出値との比較からPN電圧補正係数を導出するPN電圧補正手段と、前記モータ電圧指令作成手段から得られる各相電圧指令値と前記PN電圧補正手段の出力値であるPN電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行なうモータ電圧指令補正手段と、前記インバータをPWM制御する際の変調方式について2相変調か3相変調のどちらかを選択する変調方式選択手段と、前記インバータをPWM制御する際のキャリア周波数を決定するキャリア周波数演算手段と、前記モータに印可する電圧が前記モータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値となるように前記変調方式選択手段で選択された変調方式ならびに前記キャリア周波数演算手段で決定されたキャリア周波数にてPWM制御を行うPWM制御手段とを備えたものである。

【0017】

上記の構成によって、小容量コンデンサおよび小容量リアクタを用いることが出来、小型・軽量・低コストなモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、モータに印加する電圧がほぼ一定となるようにインバータを動作させ、モータの駆動を維持することが可能であり、さらにシステムに応じてインバータをPWM制御する際の変調方式やキャリア周波数を選択することが可能となる。

【0018】

また、本発明は、外部から与えられるモータの速度指令値に応じて、変調方式選択手段が2相変調と3相変調の切り替えを行う動作と、キャリア周波数演算手段で導出されるキャリア周波数を変更する動作の少なくともどちらか一方の動作を行うものである。

【0019】

上記の動作によって、過電圧保護手段の動作電圧においてバラツキがある場合でもモータの運転領域を拡大することが可能である。

【0020】

また、本発明は、PN電圧検出手段で得られるインバータの直流電圧値に応じて、変調方式選択手段が2相変調と3相変調の切り替えを行う動作と、キャリア周波数演算手段で導出されるキャリア周波数を変更する動作の少なくともどちらか一方の動作を行うものである。

【0021】

上記の動作によっても、過電圧保護手段の動作電圧においてバラツキがある場合でもモータの運転領域を拡大することが可能である。

【0022】

また、本発明は、インバータ運転周波数が交流電源周波数の偶数倍となる共振周波数と、共振周波数を中心としてその前後に予め設定された周波数幅を持たせた周波数範囲内でインバータ運転周波数が定常的に固定されるのを回避するものである。

【0023】

上記の構成によって、インバータ周波数と交流電源周波数との共振現象を回避することでモータの不安定動作を防止し、安定した駆動を実現することが可能となる。

【0024】

また、本発明は、小容量リアクタと小容量コンデンサとの共振周波数を交流電源周波数の40倍よりも大きくなるように小容量リアクタおよび小容量コンデンサの組み合わせを決定するものである。

【0025】

上記の構成によって、交流電源電流の高調波成分を抑制し、IEC規格をクリアすることが可能である。

【0026】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の実施の形態について図面を参照しながら説明する。

【0027】

(実施の形態1)

本発明の第1の実施形態を示すモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図を図1に示す。

【0028】

図1において、主回路は交流電源1と、交流電力を直流電力に変換するダイオードブリッジ2と、2mH以下の小容量リアクタ11と、100 μ F以下の小容量コンデンサ12と、小容量のコンデンサに並列に接続された過電圧保護手段13と、直流電力を交流電力に変換するインバータ3と、インバータ3により変換された交流電力により駆動するモータ4から構成されている。

【0029】

一方、制御回路では、外部から与えられたモータ4の速度指令 W^* に基づいてモータ4の各相電圧指令値を作成するモータ電圧作成手段14と、インバータ3の直流電圧値を検出するPN電圧検出手段15と、予め設定されたインバータ3の直流電圧基準値をPN電圧検出手段15から得られるインバータ3の直流電圧検出値で除算することによりPN電圧補正係数を導出し、直流電圧検出値がゼロ

以下の場合にはPN電圧補正係数に予め設定されたPN電圧補正係数の最大値を設定するPN電圧補正手段16と、モータ電圧指令作成手段14から得られる各相電圧指令値とPN電圧補正手段16の出力値であるPN電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行なうモータ電圧指令補正手段17と、変調方式選択手段19で選択された変調方式、ならびに、キャリア周波数演算手段20で決められたキャリア周波数によってモータ電圧指令補正手段17から作成されたモータ電圧指令補正值がモータ4に印加されるようなインバータ3のPWM信号を生成するPWM制御手段18から構成されている。

【0030】

以下では、具体的な方法について説明する。

【0031】

モータ電圧指令作成手段14では式(1)で表される演算により各相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* を作成する。

【0032】

【式1】

$$\begin{cases} V_u^* = V_m \sin \theta_1 \\ V_v^* = V_m \sin(\theta_1 - 2\pi/3) \\ V_w^* = V_m \sin(\theta_1 + 2\pi/3) \end{cases} \quad \text{..... (1)}$$

【0033】

ここで、 V_m はモータ電圧値であり、 θ_1 は式(2)で表されるように速度指令 W^* を時間積分することで導出する。

【0034】

【式2】

$$\theta_1 = \int W^* dt \quad \text{..... (2)}$$

【0035】

また、図2は本発明に係るPN電圧補正手段16の第1の実施例を示した図で、PN電圧補正手段16では予め設定されたインバータ3の直流電圧基準値 V_{pn}

0とPN電圧検出手段15から得られるインバータ3の直流電圧検出値 v_{pn} を用いて式(3)のようにPN電圧補正係数 k_{pn} を導出する。

【0036】

【式3】

$$K_{pn} = \frac{V_{pn0}}{V_{pn} + \delta_0} \dots\dots\dots (3)$$

【0037】

ここで、本発明では小容量コンデンサを用いているため、直流電圧検出値 v_{pn} がゼロとなる場合が生じるので、ゼロ割防止のための微小項 δ_0 を設定しておく必要がある。

【0038】

なお、式(3)の微小項 δ_0 の代わりに、直流電圧検出値 v_{pn} がゼロ以下の場合においてPN電圧補正係数 k_{pn} に予め設定されたPN電圧補正係数の最大値を設定することでゼロ割防止を図ることができる。

【0039】

即ち、式(4)のようにPN電圧補正係数 k_{pn} を導出しても良い。

【0040】

【式4】

$$k_{pn} = \begin{cases} K_{pn_max} & (v_{pn} \leq 0) \\ V_{pn0}/v_{pn} & (v_{pn} > 0) \end{cases} \dots\dots\dots (4)$$

【0041】

ここで、 K_{pn_max} は予め設定されたPN電圧補正係数の最大値である。

【0042】

また、モータ電圧指令補正手段17では各相電圧指令値 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* とPN電圧補正係数 k_{pn} を用いて式(5)のようにモータ電圧指令補正值 v_{uh}^* 、 v_{vh}^* 、 v_{wh}^* を導出する。

【0043】

【式 5】

$$\begin{cases} v_{uh}^* = k_{pn} \cdot v_u^* \\ v_{vh}^* = k_{pn} \cdot v_v^* \\ v_{wh}^* = k_{pn} \cdot v_w^* \end{cases} \dots\dots\dots (5)$$

【0044】

以上により、小容量リアクタおよび小容量コンデンサを用いることで小型・軽量・低コストなモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、モータに印加する電圧がほぼ一定となるようにインバータを動作させ、モータの駆動を維持することが可能となる。

【0045】

また、インバータ 3 を PWM 制御する際の変調方式について 2 相変調か 3 相変調のどちらかを選択することができる変調方式選択手段 19 と、インバータ 3 を PWM 制御する際のキャリア周波数を選択することが可能であるキャリア周波数演算手段 20 によって、騒音・振動・効率などの観点からシステムに応じて最適な変調方式とキャリア周波数の組み合わせを選択することが可能となる。

【0046】

なお、空気調和機における圧縮機駆動モータなどのようにパルスジェネレータ等の速度センサを使用することができない場合や、サーボドライブなどのように速度センサを具備することができる場合のどちらにおいても本発明は適用可能である。

【0047】

(実施の形態 2)

本発明の第 2 の実施形態を示すモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図を図 3 に示す。図 3 において、主回路は実施の形態 1 と同様のものとした。

【0048】

一方、制御回路では、外部から与えられたモータ 4 の速度指令 W^* に基づいて、変調方式選択手段 19 で変調方式について 2 相変調か 3 相変調のどちらかを選

択、また、キャリア周波数演算手段 20 でキャリア周波数を導出する構成とした。

【0049】

本発明のモータ駆動用インバータ制御装置では、小容量コンデンサに蓄えられる電気エネルギーが小さいため、インバータのキャリア周波数にて充放電が繰り返され、インバータ直流電圧にキャリア周波数成分のリプルが現れる。

【0050】

図 4 は、変調方式が 2 相変調、キャリア周波数が 5 kHz の時の動作結果であり、インバータ直流電圧のピーク値が 484 V となっている。

【0051】

図 5 は、変調方式が 3 相変調、キャリア周波数が 5 kHz の時の動作結果であり、インバータ直流電圧のピーク値が 470 V となっている。

【0052】

図 6 は、変調方式が 2 相変調、キャリア周波数が 7 kHz の時の動作結果であり、インバータ直流電圧のピーク値が 449 V となっている。

【0053】

図 7 は、変調方式が 3 相変調、キャリア周波数が 7 kHz の時の動作結果であり、インバータ直流電圧のピーク値が 437 V となっている。

【0054】

なお、このときの諸元としては、小容量リアクタのインダクタンス値は 1 mH、小容量コンデンサの容量は 5 μ F、交流電源は 250 V (50 Hz)、インバータ運転周波数は 120 Hz (ここではモータの極数は 2 極のため、インバータ運転周波数とモータ速度指令値は等しい)、交流電源における入力電力は 3000 W である。

【0055】

ここで、過電圧保護手段 13 について考える。インバータ 3 や小容量コンデンサ 12 の耐電圧が例えば 600 V であるような場合、過電圧保護手段 13 はおよそ 550 V で動作すれば良いと考えられる。しかし、過電圧保護手段 13 において動作電圧のバラツキなどがある場合 550 V 以下で保護動作がかかる。

【0056】

例えば、過電圧保護手段13の動作電圧に±10%のバラツキがあった場合、標準品において500Vで動作する過電圧保護手段13を設けることでバラツキMAX品において550Vで、バラツキMIN品において450Vで保護動作がかかる回路となる。

【0057】

そうすると、図4および、図5に示した変調方式とキャリア周波数の組み合わせでは、バラツキMIN品を想定した場合、保護動作がかかり運転不可能となってしまう。

【0058】

また、図6に示した変調方式とキャリア周波数の組み合わせでは、あまりにも余裕のないシステムとなってしまう。

【0059】

そこで、変調方式選択手段19における変調方式の選択方法を図8に示すようにし、さらに、キャリア周波数演算手段20におけるキャリア周波数の演算方法を図9に示すようすれば、速度指令 W^* が120Hzの時には3相変調、キャリア周波数7kHzでインバータ3がPWM制御されるので図7に示すようにインバータ直流電圧のピーク値が437Vとなり、保護動作がかかることなく運転可能となる。

【0060】

上述したように、モータが高速回転しており出力トルクが大きいような場合において、3相変調に切り替え、キャリア周波数も上げることによって過電圧保護手段を動作させることなくモータの運転領域を拡大することが可能となる。

【0061】

なお、システムの定格付近などの通常運転領域において2相変調を選択する主な理由としては、インバータのスイッチング損失を少なくし、高効率のシステムを実現できるためであり、キャリア周波数を低く設定するのも同様の理由からである。

【0062】

また、過電圧保護手段 13 のバラツキが小さい場合は、変調方式選択手段 19 における変調方式のみを切り替えるか、キャリア周波数演算手段 20 におけるキャリア周波数のみ変更するかのどちらか一方を選択すれば良いのは明らかである。

【0063】

(実施の形態 3)

本発明の第 3 の実施形態を示すモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図を図 10 に示す。図 10 において、主回路は実施の形態 1 と同様のものとした。

【0064】

一方、制御回路では、PN 電圧検出手段 15 で得られたインバータ 3 の直流電圧検出値に基づいて、変調方式選択手段 19 で変調方式について 2 相変調か 3 相変調のどちらかを選択、また、キャリア周波数演算手段 20 でキャリア周波数を導出する構成とした。

【0065】

図 11 に変調方式選択手段 19 における変調方式の選択方法の一例を示す。

【0066】

PN 電圧検出手段 15 で得られたインバータ 3 の直流電圧検出値が、過電圧保護動作電圧にいくらかのマージン (α) を差し引いた値を超過した場合、3 相変調に切り替え、直流電圧検出値が、過電圧保護動作電圧にマージン (α) より大きい値のマージン (β) を差し引いた値以下になった場合、2 相変調への切り替えを行う。

【0067】

また、変調方式の切り替え動作のハンチングが起きないように、変調方式維持期間として 60 sec を設定している。

【0068】

図 12 にキャリア周波数演算手段 20 におけるキャリア周波数と直流電圧検出値の特性曲線の一例を示す。

【0069】

本実施の形態では第 2 の実施の形態で述べたのと同様、過電圧保護手段を動作させることなくモータの運転領域を拡大することが可能となるのはもちろんのこと、実際のインバータの直流電圧値に基づいて制御されるため、動作信頼性がより向上する。

【 0 0 7 0 】

(実施の形態 4)

本発明に係るインバータ運転周波数の設定に関する具体的な方法について以下に説明する。

【 0 0 7 1 】

本発明のモータ駆動用インバータ制御装置では小容量コンデンサを用いているため、図 1 3 のようにインバータ直流電圧は交流電源周波数 f_s の 2 倍の周波数で大きく脈動する。

【 0 0 7 2 】

そのため、インバータ運転周波数 f_1 が交流電源周波数 f_s の偶数倍となる周波数では、インバータ直流電圧が脈動する周波数（交流電源周波数 f_s の 2 倍の周波数）と同期し共振現象が生じてしまう。

【 0 0 7 3 】

図 1 4 はインバータ運転周波数 f_1 が交流電源周波数 f_s の 2 倍となる場合の動作結果で、インバータ直流電圧が脈動する周波数と同期して共振現象が生じ、モータ電流においては負の直流成分が重畳されていることがわかる。

【 0 0 7 4 】

そのため、モータにはブレーキトルクが発生し、出力トルクの減少やモータ損失が増加するといった悪影響が生じてしまう。

【 0 0 7 5 】

なお、このときの諸元としては、小容量リアクタのインダクタンス値は 0. 5 mH、小容量コンデンサの容量は 1 0 μ F、交流電源は 2 2 0 V（5 0 H z）、インバータ運転周波数は 1 0 0 H z（ここではモータの極数は 2 極のため、インバータ運転周波数とモータ速度指令値は等しい）、インバータキャリア周波数は 5 k H z である。

【0076】

そこで、インバータ運転周波数 f_1 の設定において、インバータ運転周波数 f_1 が式 (6) となるような場合で定常的に固定されるのを回避する必要がある。

【0077】

【式6】

$$f_1 = 2nf_s \pm \Delta f \quad \text{..... (6)}$$

【0078】

ここで、 n は整数、 Δf は予め設定された周波数幅であり、周波数幅 Δf に関しては基本的には上述の共振現象の影響が少なくなるように設定しておく。

【0079】

また、インバータ運転周波数 f_1 が式 (6) で求められる共振周波数を越える場合には、加速あるいは減速といった過渡状態で一気にインバータ運転周波数 f_1 を変更させ、共振周波数で固定することを回避する。

【0080】

なお、周波数幅 Δf は必ずしも設定する必要はなく、運転状況（軽負荷時など）によっては設定しなくとも良い（この場合は $\Delta f = 0$ とすれば良い）。

【0081】

以上により、インバータ周波数と交流電源周波数との共振現象を回避することでモータの不安定動作を防止し、安定した駆動を実現することが可能となる。

【0082】

(実施の形態5)

本発明に係る小容量コンデンサおよび小容量リアクタの仕様決定に関する具体的な方法について以下に説明する。

【0083】

本発明のモータ駆動用インバータ制御装置では、交流電源電流の高調波成分を抑制して IEC 規格をクリアするために、小容量コンデンサと小容量リアクタとの共振周波数 f_{LC} (LC 共振周波数) を交流電源周波数 f_s の 40 倍よりも大きくなるように小容量コンデンサと小容量リアクタの組み合わせを決定する。

【0084】

ここで、小容量コンデンサの容量をC [F]、小容量リアクタのインダクタンス値をL [H] とすると、LC共振周波数 f_{LC} は式(7)のように表される。

【0085】

【式7】

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \dots\dots\dots (7)$$

【0086】

即ち、 $f_{LC} > 40 f_S$ を満たすように小容量コンデンサと小容量リアクタの組み合わせを決定するものである（IEC規格では交流電源電流の高調波成分において第40次高調波まで規定されているため）。

【0087】

以上により、小容量コンデンサおよび小容量リアクタの組み合わせを決定することで、交流電源電流の高調波成分を抑制して、IEC規格をクリアすることが可能となる。

【0088】

【発明の効果】

以上のように、本発明は、交流電源を入力とする整流回路と直流電力から交流電力に変換するインバータとモータとを含み、整流回路はダイオードブリッジと、ダイオードブリッジの交流入力側または直流出力側に接続される極めて小容量のリアクタで構成され、インバータの直流母線間には、モータの回生エネルギーを吸収するための極めて小容量のコンデンサと、小容量のコンデンサに並列に過電圧保護手段を設け、外部から与えられるモータの速度指令値に基づき、モータの各相電圧指令値を作成するモータ電圧指令作成手段と、インバータの直流電圧値を検出するPN電圧検出手段と、予め設定されたインバータの直流電圧基準値とPN電圧検出手段から得られるインバータの直流電圧検出値との比較からPN電圧補正係数を導出するPN電圧補正手段と、モータ電圧指令作成手段から得られる各相電圧指令値とPN電圧補正手段の出力値であるPN電圧補正係数とを乗算することにより各相電圧指令値の補正を行なうモータ電圧指令補正手段と、イ

ンバータをPWM制御する際の変調方式について2相変調か3相変調のどちらかを選択する変調方式選択手段と、インバータをPWM制御する際のキャリア周波数を決定するキャリア周波数演算手段とモータに印可する電圧がモータ電圧指令補正手段で補正された各相電圧指令値となるように変調方式選択手段で選択された変調方式、ならびに、キャリア周波数演算手段で決定されたキャリア周波数にてPWM制御を行うPWM制御手段とを備えるもので、この構成によれば、小容量コンデンサおよび小容量リアクタを用いることで小型・軽量・低コストなモータ駆動用インバータ制御装置を実現でき、インバータ直流電圧が大幅に変動してモータの駆動が困難あるいは不可能となる場合でも、モータに印加する電圧がほぼ一定となるようにインバータを動作させ、モータの駆動を維持することが可能であり、さらにシステムに応じてインバータをPWM制御する際の変調方式やキャリア周波数を選択することが可能になるという効果を奏する。

【0089】

また、外部から与えられるモータの速度指令値に応じて、変調方式選択手段が2相変調と3相変調の切り替えを行う動作と、キャリア周波数演算手段で導出されるキャリア周波数を変更する動作の少なくともどちらか一方の動作を行うことによって、過電圧保護手段の動作電圧においてバラツキがある場合でもモータの運転領域を拡大することが可能になるという効果を奏する。

【0090】

また、PN電圧検出手段で得られるインバータの直流電圧値に応じて、変調方式選択手段が2相変調と3相変調の切り替えを行う動作と、キャリア周波数演算手段で導出されるキャリア周波数を変更する動作の少なくともどちらか一方の動作を行うことによっても、過電圧保護手段の動作電圧においてバラツキがある場合でもモータの運転領域を拡大することが可能で、さらに動作信頼性が向上するという効果を奏する。

【0091】

また、本発明は、インバータ運転周波数が交流電源周波数の偶数倍となる共振周波数と、共振周波数を中心としてその前後に予め設定された周波数幅を持たせた周波数範囲内でインバータ運転周波数が定常的に固定されるのを回避するもの

で、この構成によれば、インバータ周波数と交流電源周波数との共振現象を回避することでモータの不安定動作を防止し、安定した駆動を実現することが可能であるという効果を奏する。

【0092】

また、本発明は、小容量リアクタと小容量コンデンサとの共振周波数を交流電源周波数の40倍よりも大きくなるように小容量リアクタおよび小容量コンデンサの組み合わせを決定するもので、この構成によれば、交流電源電流の高調波成分を抑制し、IEC規格をクリアすることが可能であるという効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明の第1の実施形態を示すモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図

【図2】

本発明の第1の実施形態におけるPN電圧補正係数の導出方法を示す図

【図3】

本発明の第2の実施形態を示すモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図

【図4】

本発明の第2の実施形態における第1の動作結果を示す図

【図5】

本発明の第2の実施形態における第2の動作結果を示す図

【図6】

本発明の第2の実施形態における第3の動作結果を示す図

【図7】

本発明の第2の実施形態における第4の動作結果を示す図

【図8】

本発明の第2の実施形態における変調方式選択手段での変調方式の選択方法を示す図

【図9】

本発明の第2の実施形態におけるキャリア周波数演算手段でのキャリア周波数の演算方法を示す図

【図10】

本発明の第3の実施形態を示すモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図

【図11】

本発明の第3の実施形態における変調方式選択手段での変調方式の選択方法を示す図

【図12】

本発明の第3の実施形態におけるキャリア周波数演算手段でのキャリア周波数の演算方法を示す図

【図13】

本発明の第4の実施形態におけるモータ駆動用インバータ制御装置の第1の動作結果を示す図

【図14】

本発明の第4の実施形態におけるモータ駆動用インバータ制御装置の第2の動作結果を示す図

【図15】

一般的なモータ駆動用インバータ制御装置のシステム構成図

【図16】

一般的なモータ駆動用インバータ制御装置における交流電源電流の高調波成分と交流電源周波数に対する次数との関係を示した図

【図17】

従来の直流電源装置図

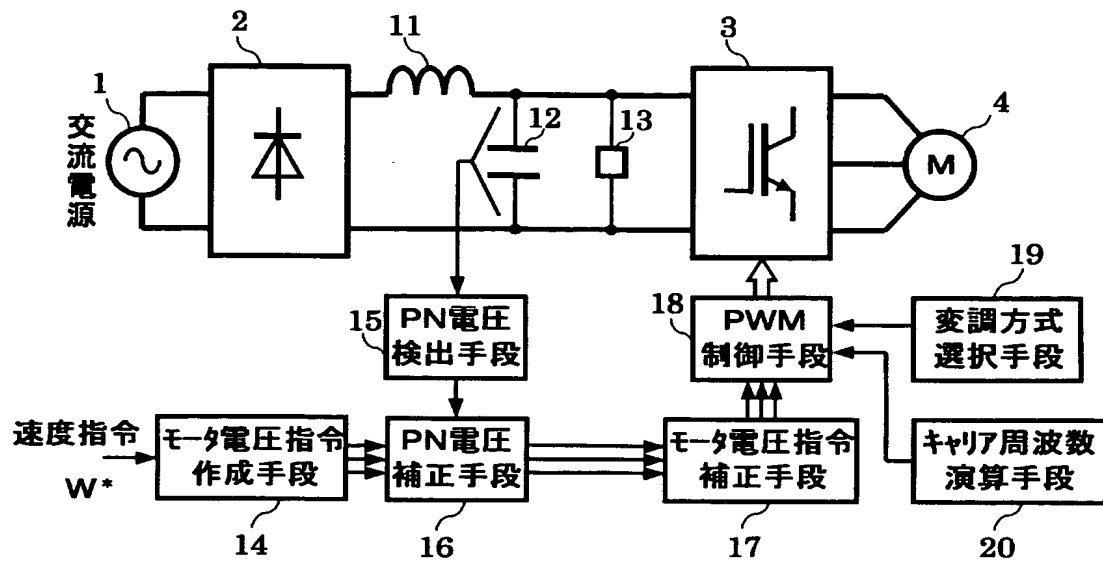
【符号の説明】

- 1 交流電源
- 2 整流回路
- 3 インバータ
- 4 モータ

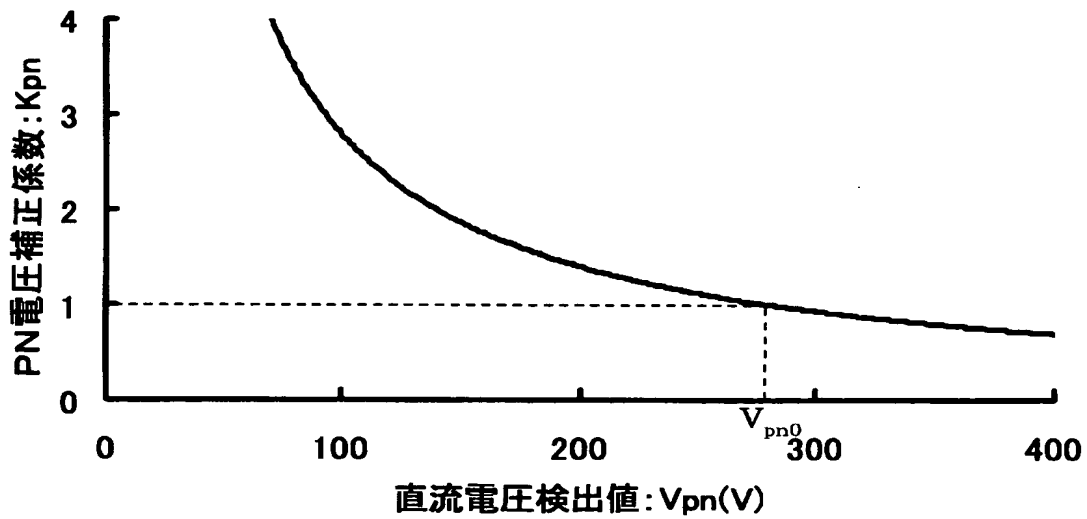
- 1 1 小容量リアクタ
- 1 2 小容量コンデンサ
- 1 3 過電圧保護手段
- 1 4 モータ電圧指令作成手段
- 1 5 P N 電圧検出手段
- 1 6 P N 電圧補正手段
- 1 7 モータ電圧指令補正手段
- 1 8 P W M 制御手段
- 1 9 変調方式選択手段
- 2 0 キャリア周波数演算手段

【書類名】 図面

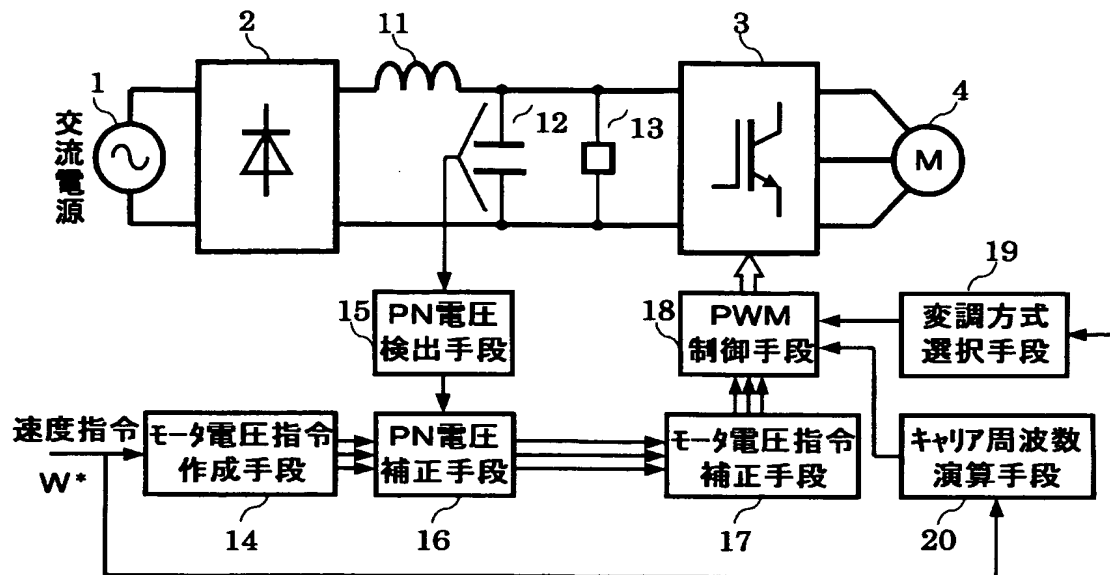
【図 1】



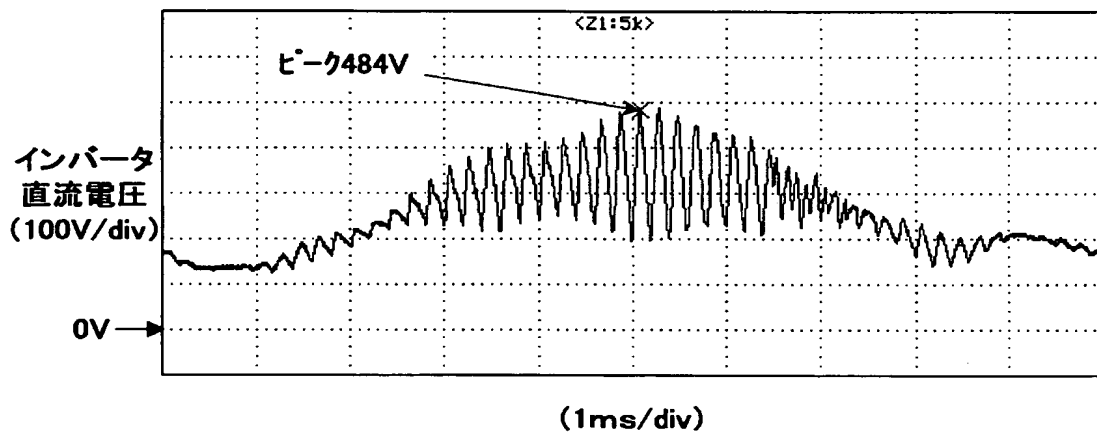
【図 2】



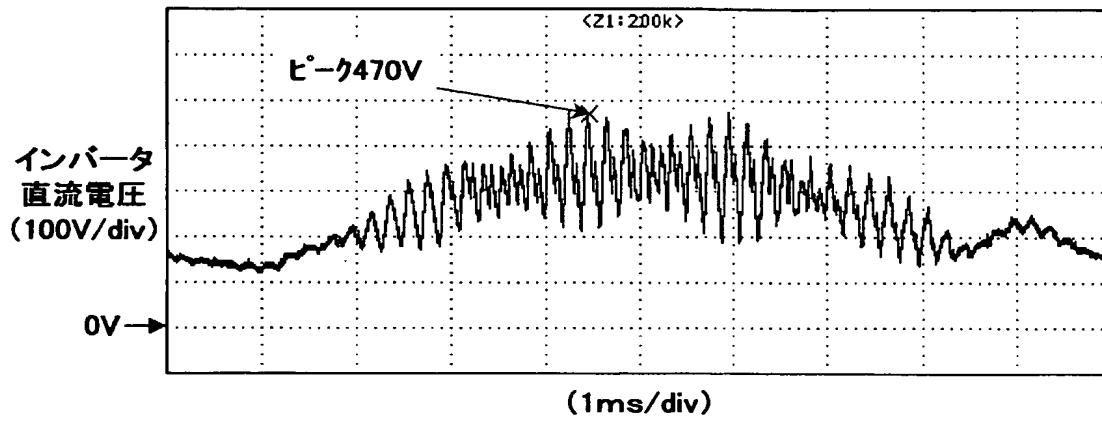
【図 3】



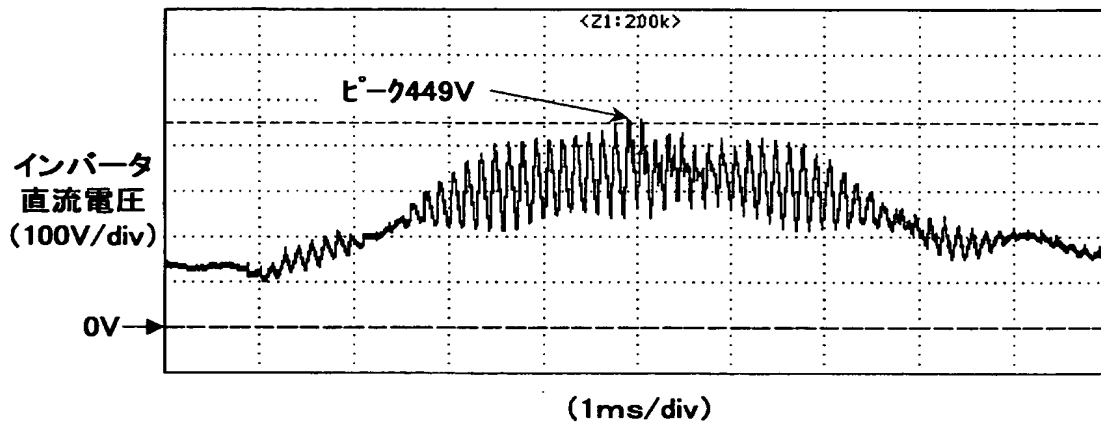
【図 4】



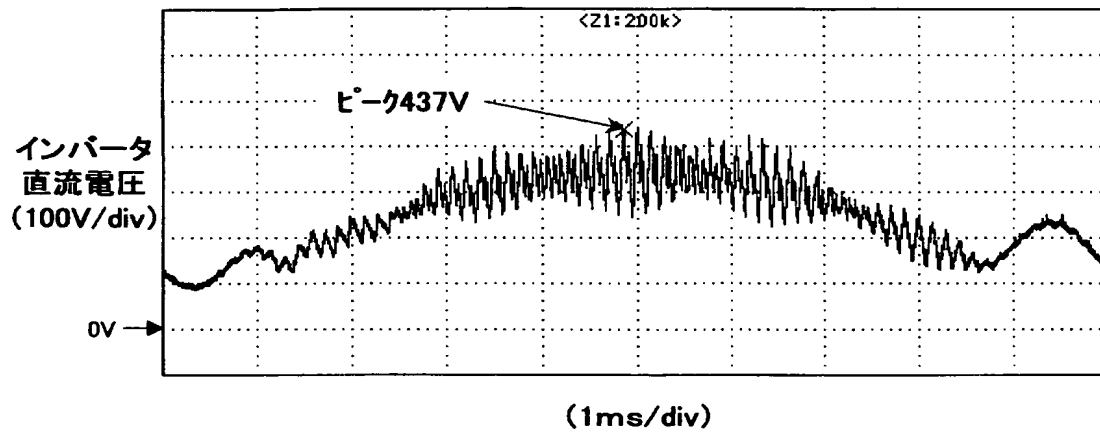
【図 5】



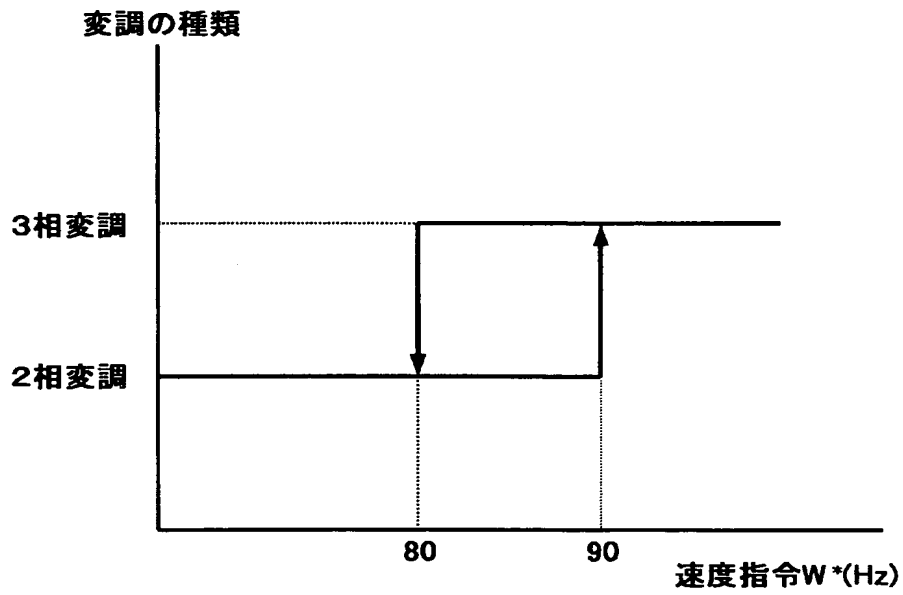
【図 6】



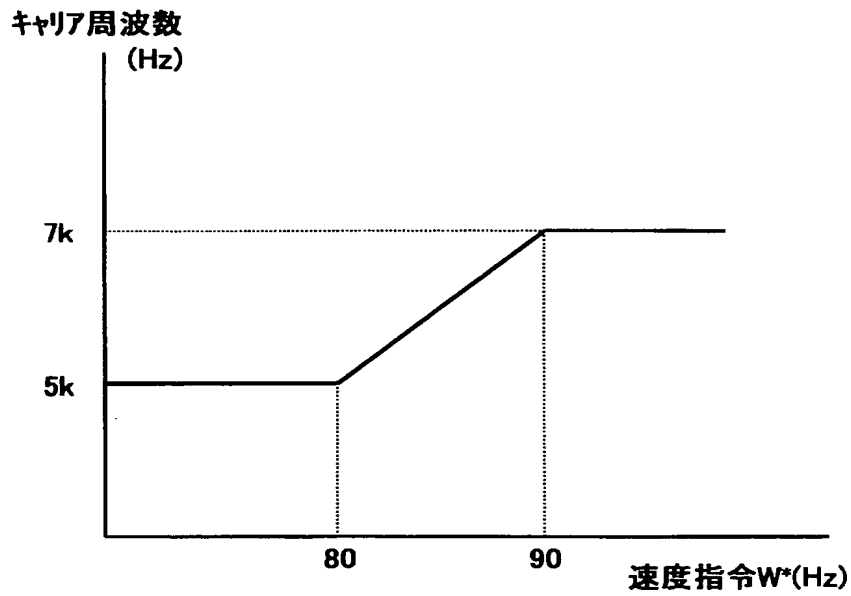
【図 7】



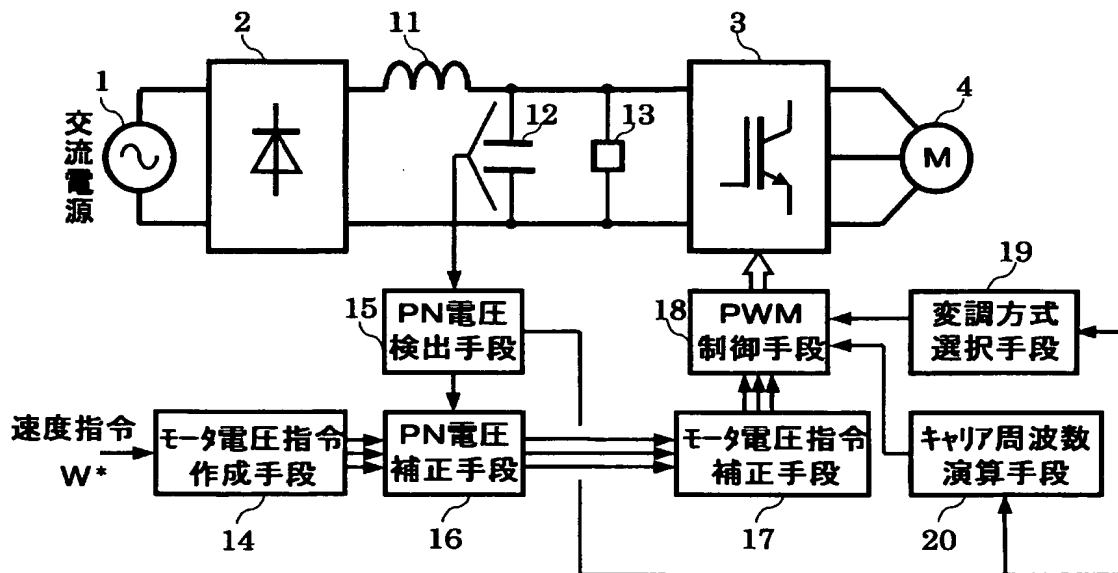
【図 8】



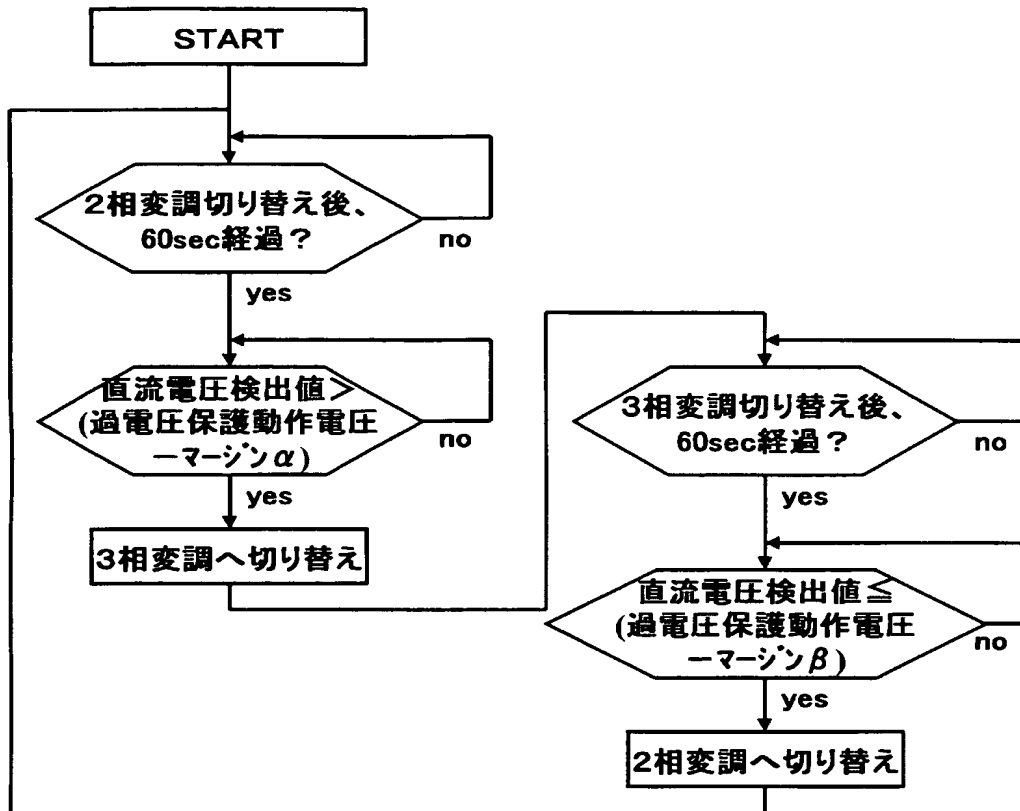
【図 9】



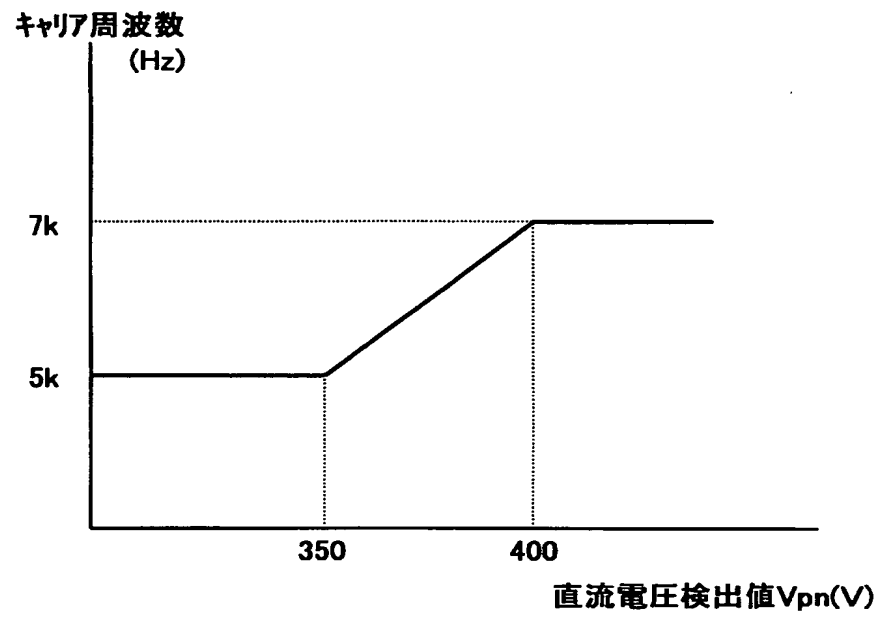
【図 10】



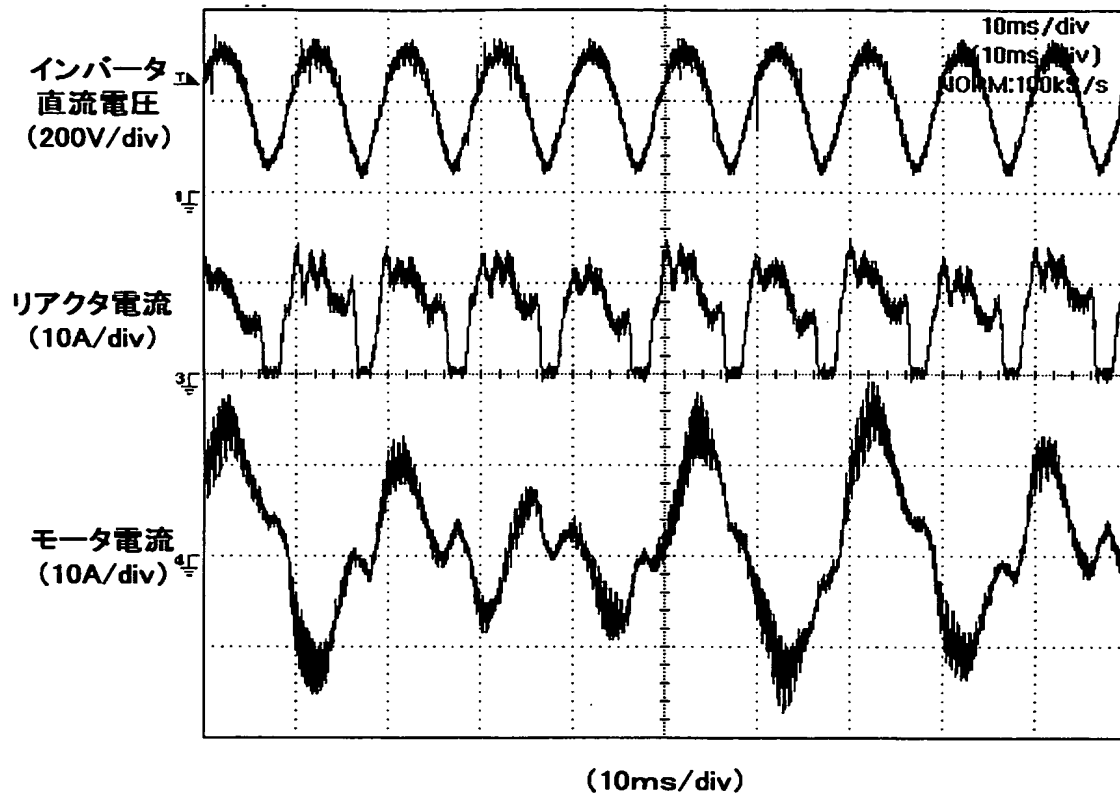
【図 11】



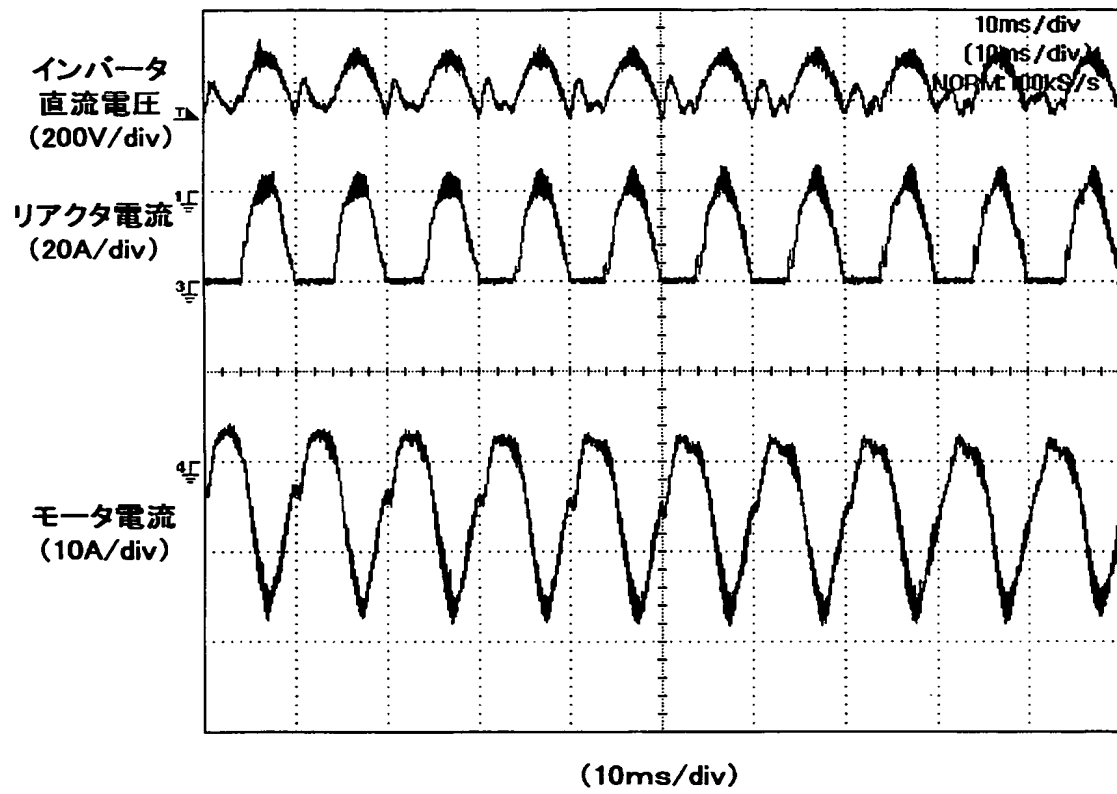
【図 1 2】



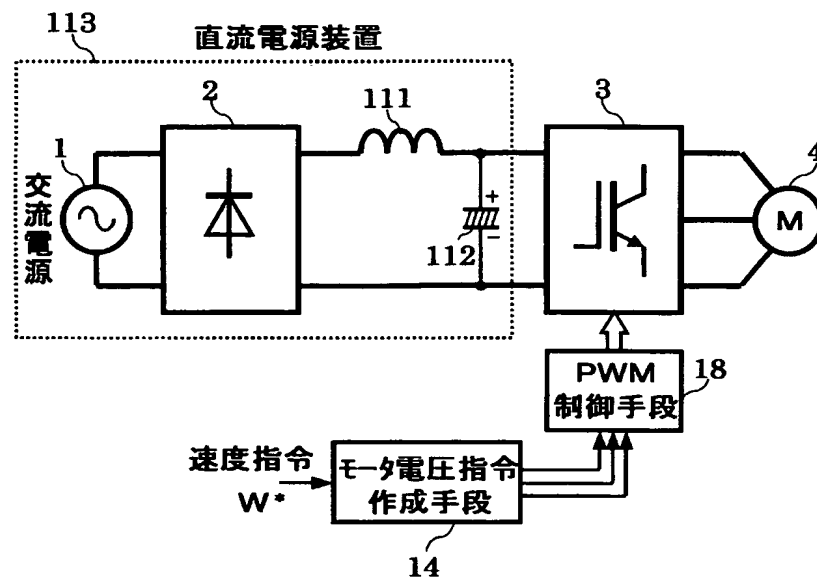
【図 13】



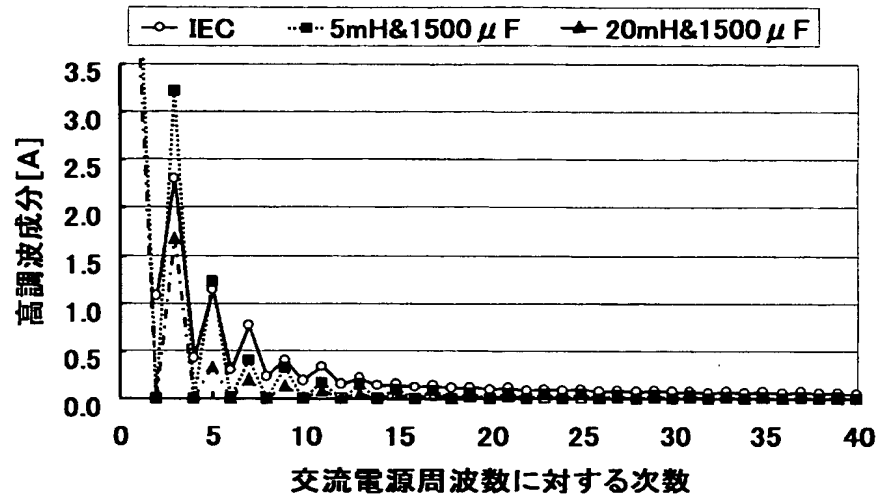
【図 14】



【図 15】



【図 16】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 小型・軽量かつ低コストなモータ駆動用インバータ制御装置を提供する。

【解決手段】 インバータ母線間に過電圧保護手段が設けられたきわめて小容量のリアクタと、きわめて小容量のコンデンサで構成されたモータ駆動用インバータで、インバータをPWM制御する際の変調方式について2相変調か3相変調のどちらかを選択する変調方式選択手段と、インバータをPWM制御する際のキャリア周波数を決定するキャリア周波数演算手段を設けることにより、小型軽量安価な制御装置を提供する。

【選択図】 図1

特願 2 0 0 3 - 0 8 2 4 1 5

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 5 8 2 1]

1. 変更年月日	1 9 9 0 年 8 月 2 8 日
[変更理由]	新規登録
住 所	大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地
氏 名	松下電器産業株式会社